

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-228694

(P2002-228694A)

(43) 公開日 平成14年8月14日 (2002.8.14)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テマコード* (参考)
G 0 1 R 23/20		G 0 1 R 23/20	C 2 G 0 3 0
			D 5 K 0 2 9
23/14		23/14	D
23/165		23/165	B
25/00		25/00	

審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 10 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2001-26085(P2001-26085)

(22) 出願日 平成13年2月1日 (2001.2.1)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 松浦 徹

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72) 発明者 足立 寿史

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(74) 代理人 100092794

弁理士 松田 正道

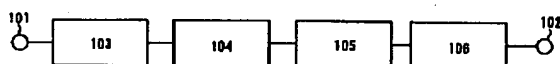
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 歪み位相測定装置、ダウンコンバータ、低歪み電力増幅器、およびプログラム

(57) 【要約】

【課題】 従来の歪み位相測定装置は、歪み成分の大きさがそれぞれ異なる場合に、それら歪み成分の位相のずれ量を精度よく測定できなかった。

【解決手段】 歪み成分を有するデジタル信号に対してフーリエ変換を利用した変換を行うための周波数領域変換手段105と、周波数領域変換手段105による変換の結果に基づいて、歪み成分の位相のずれ量を算出するための位相計算手段106とを備えた歪み位相測定装置。



- 101: 入力端子
- 102: 出力端子
- 103: 時間波形検波手段
- 104: アナログデジタル変換手段
- 105: 周波数領域変換手段
- 106: 位相計算手段

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 歪み成分を有するデジタル信号に対してフーリエ変換を利用した変換を行うための変換手段と、前記変換手段による前記変換の結果に基づいて、前記歪み成分の位相のずれ量を算出するための算出手段とを備えた歪み位相測定装置。

【請求項 2】 前記歪み成分を有するデジタル信号とは、外部から入力される歪み成分を有する入力信号の時間領域の波形がアナログ信号として検波され、そのアナログ信号がアナログ/デジタル変換されたデジタル信号である請求項 1 記載の歪み位相測定装置。

【請求項 3】 前記歪み成分を有するデジタル信号に対するフーリエ変換を利用した変換とは、前記デジタル信号にアナログ/デジタル変換された時間領域の波形に対するフーリエ変換を利用した周波数領域の波形への変換である請求項 2 記載の歪み位相測定装置。

【請求項 4】 前記外部から入力される歪み成分を有する入力信号は、周波数間隔の等しい 4 つの信号成分を有し、

前記歪み成分とは、前記 4 つの信号成分の内、最も周波数の低い信号成分および最も周波数の高い信号成分であり、

前記歪み成分の位相のずれ量を算出するとは、前記周波数領域の波形を利用して前記 4 つの信号成分の瞬時位相を算出し、(1) 前記最も周波数の低い信号成分の位相のずれ量を、前記算出された最も周波数の低い信号成分の瞬時位相と前記算出された周波数の 2 番目に高い信号成分の瞬時位相との和から、前記算出された周波数の 2 番目に低い信号成分の瞬時位相の 2 倍を引いた値として算出し、(2) 前記最も周波数の高い信号成分の位相のずれ量を、前記算出された最も周波数の高い信号成分の瞬時位相と前記算出された周波数の 2 番目に低い信号成分の瞬時位相との和から、前記算出された周波数の 2 番目に高い信号成分の瞬時位相の 2 倍を引いた値として算出することである請求項 3 記載の歪み位相測定装置。

【請求項 5】 前記算出される最も周波数の低い信号成分の位相のずれ量とは、前記算出された周波数の 2 番目に低い信号成分の瞬時位相と前記算出された周波数の 2 番目に高い信号成分の瞬時位相とが等しいときの、前記算出される最も周波数の低い信号成分の瞬時位相と前記算出された周波数の 2 番目に低い信号成分の瞬時位相との差であり、

前記算出される最も周波数の高い信号成分の位相のずれ量とは、前記算出された周波数の 2 番目に低い信号成分の瞬時位相と前記算出された周波数の 2 番目に高い信号成分の瞬時位相とが等しいときの、前記算出される最も周波数の高い信号成分の瞬時位相と前記算出された周波数の 2 番目に高い信号成分の瞬時位相との差である請求項 4 記載の歪み位相測定装置。

【請求項 6】 前記歪み成分を有するデジタル信号を生

成するために、前記外部から入力される入力信号の有する信号成分の周波数をあらかじめそれぞれダウンコンバートするダウンコンバータを備えた請求項 2 記載の歪み位相測定装置。

【請求項 7】 前記外部から入力される入力信号の有する信号成分の経路する経路の群遅延時間差をそれぞれ補正するためのトレーニングを行うトレーニング手段を備えた請求項 6 記載の歪み位相測定装置。

【請求項 8】 歪み成分を有するデジタル信号に対してフーリエ変換を利用した変換を行うための変換手段と、前記変換の結果に基づいて前記歪み成分の位相のずれ量を算出するための算出手段とを備えた歪み位相測定装置において前記変換を行われるデジタル信号を、外部から入力される歪み成分を有する入力信号の時間領域の波形をアナログ信号として検波し、そのアナログ信号をアナログ/デジタル変換することによって生成するために、前記外部から入力される入力信号の有する信号成分の周波数をあらかじめそれぞれダウンコンバートするダウンコンバータ。

【請求項 9】 第一から第四のミキサ回路と、前記第一から第四のミキサ回路からの信号入力をそれぞれ行う第一から第四のバンドパスフィルタとを備え、

前記外部から入力される歪み成分を有する入力信号は、周波数間隔の等しい 4 つの信号成分を有し、

前記 4 つの信号成分の内、(1) 最も周波数の低い信号成分は、前記第一のミキサ回路でダウンコンバートされた後、前記第一のバンドパスフィルタで濾波され、

(2) 2 番目に周波数の低い信号成分は、前記第二のミキサ回路でダウンコンバートされた後、前記第二のバンドパスフィルタで濾波され、(3) 2 番目に周波数の高い信号成分は、前記第三のミキサ回路でダウンコンバートされた後、前記第三のバンドパスフィルタで濾波され、(4) 最も周波数の高い信号成分は、前記第四のミキサ回路でダウンコンバートされた後、前記第四のバンドパスフィルタで濾波される請求項 8 記載のダウンコンバータ。

【請求項 10】 第一から第四のバンドパスフィルタと、前記第一から第四のバンドパスフィルタからの信号入力をそれぞれ行う第一から第四のミキサ回路と、前記第一から第四のミキサ回路からの信号入力をそれぞれ行う第五から第八のバンドパスフィルタとを備え、

前記外部から入力される歪み成分を有する入力信号は、周波数間隔の等しい 4 つの信号成分を有し、

前記 4 つの信号成分の内、(1) 最も周波数の低い信号成分は、前記第一のバンドパスフィルタで濾波された後、前記第一のミキサ回路でダウンコンバートされ、前記第五のバンドパスフィルタで不要波を除去され、

(2) 2 番目に周波数の低い信号成分は、前記第二のバンドパスフィルタで濾波された後、前記第二のミキサ回路でダウンコンバートされ、前記第六のバンドパスフィ

ルタで不要波を除去され、(3) 2番目に周波数の高い信号成分は、前記第三のバンドパスフィルタで濾波された後、前記第三のミキサ回路でダウンコンバートされ、前記第七のバンドパスフィルタで不要波を除去され、

(4) 最も周波数の高い信号成分は、前記第四のバンドパスフィルタで濾波された後、前記第四のミキサ回路でダウンコンバートされ、前記第八のバンドパスフィルタで不要波を除去される請求項8記載のダウンコンバータ。

【請求項11】 請求項1～7の何れかに記載の歪み位相測定装置を用いた低歪み電力増幅器。

【請求項12】 請求項1記載の歪み位相測定装置の、歪み成分を有するデジタル信号に対してフーリエ変換を利用した変換を行うための変換手段と、前記変換手段による前記変換の結果に基づいて、前記歪み成分の位相のずれ量を算出するための算出手段との全部または一部としてコンピュータを機能させるためのプログラム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、たとえば電力増幅器から発生する信号の歪み成分の位相のずれ量を測定するための歪み位相測定装置、ダウンコンバータ、低歪み電力増幅器、およびプログラムに関する。

【0002】

【従来の技術】はじめに、歪みの位相（すなわち歪み成分の位相のずれ量）について説明するために、電力増幅器に周波数の異なる2波を入力したときの出力電圧Vを次式のように表す。

【0003】

【数1】  $V(t) = A(\cos[\omega_1 t] + \cos[\omega_2 t]) + BL \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \phi_{BL}] + BU \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t + \phi_{BU}]$  30

ここに、 $\omega_1$ 、 $\omega_2$ は入力信号の角周波数、Aは出力電圧のうち角周波数が $\omega_1$ 、 $\omega_2$ である信号の電圧の振幅成分、BL、BUはそれぞれ低周波側、高周波側に発生する3次相互変調歪みの電圧の振幅成分である。そして、 $\phi_{BL}$ 、 $\phi_{BU}$ は、それぞれ低周波側、高周波側に発生する3次相互変調歪みの位相成分、すなわち歪み成分の位相のずれ量である。

【0004】つぎに、従来の歪み位相測定装置の構成図である図7を参照しながら、従来の歪み位相測定装置の構成について説明する。なお、この歪み位相測定装置は、電力増幅を行うためのさまざまなシステムで利用される電力増幅器704の歪みに関する特性をあらかじめ検査しておくための装置である。

【0005】入力端子701から入力信号として入力された、信号周波数の異なるCW(Continuous Wave、連続波)2波は、分配回路703で2つの経路に分配される。

【0006】このうちの一方は、遅延回路706に入力 50

される。また、他方は、歪みの位相を測定するための電力増幅器704に入力され、その出力は信号の大きさと位相を調整するためのベクトル調整回路705に入力される。そして、ベクトル調整回路705からの出力は、遅延回路706の出力と合成回路707で合成される。

【0007】初めのうち、入力信号は、電力増幅器704が歪まない程度に十分小さな電力を有するようにし、入力信号の周波数成分が抑圧されるようにベクトル調整回路705を調整する。

【0008】この後、入力信号を大きくしていくと、電力増幅器704の非線形性により前述した二つの入力信号と同じ周波数 $\omega_1$ 、 $\omega_2$ を有する位相のずれた出力信号が出力端子702から現れてくる。そこで、これら出力信号の通過位相を測定することにより、歪み成分の位相のずれ量を測定していた。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、このような従来の歪み位相測定装置による歪み位相測定方法は、2つの歪みIM3LO、IM3UP(3次相互変調歪みのうち周波数の低い成分をIM3LO、周波数の高い成分をIM3UPと呼ぶ)の大きさ、すなわち前述の振幅成分BL、BUが等しいときには有効であるが、これらが異なる場合には、適用することが困難である。

【0010】本発明は、上記従来のこのような課題を考慮し、たとえば、歪み成分の大きさがそれぞれ異なる場合にも、それら歪み成分の位相のずれ量を精度よく測定できる歪み位相測定装置、ダウンコンバータ、低歪み電力増幅器、およびプログラムを提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】第一の本発明(請求項1に対応)は、歪み成分を有するデジタル信号に対してフーリエ変換を利用した変換を行うための変換手段と、前記変換手段による前記変換の結果に基づいて、前記歪み成分の位相のずれ量を算出するための算出手段とを備えた歪み位相測定装置である。

【0012】第二の本発明(請求項2に対応)は、前記歪み成分を有するデジタル信号とは、外部から入力される歪み成分を有する入力信号の時間領域の波形がアナログ信号として検波され、そのアナログ信号がアナログ/デジタル変換されたデジタル信号である第一の本発明の歪み位相測定装置である。

【0013】第三の本発明(請求項3に対応)は、前記歪み成分を有するデジタル信号に対するフーリエ変換を利用した変換とは、前記デジタル信号にアナログ/デジタル変換された時間領域の波形に対するフーリエ変換を利用した周波数領域の波形への変換である第二の本発明の歪み位相測定装置である。

【0014】第四の本発明(請求項4に対応)は、前記外部から入力される歪み成分を有する入力信号は、周波

数間隔の等しい4つの信号成分を有し、前記歪み成分とは、前記4つの信号成分の内、最も周波数の低い信号成分および最も周波数の高い信号成分であり、前記歪み成分の位相のずれ量を算出するとは、前記周波数領域の波形を利用して前記4つの信号成分の瞬時位相を算出し、

(1) 前記最も周波数の低い信号成分の位相のずれ量を、前記算出された最も周波数の低い信号成分の瞬時位相と前記算出された周波数の2番目に高い信号成分の瞬時位相との和から、前記算出された周波数の2番目に低い信号成分の瞬時位相の2倍を引いた値として算出し、

(2) 前記最も周波数の高い信号成分の位相のずれ量を、前記算出された最も周波数の高い信号成分の瞬時位相と前記算出された周波数の2番目に低い信号成分の瞬時位相との和から、前記算出された周波数の2番目に高い信号成分の瞬時位相の2倍を引いた値として算出することである第三の本発明の歪み位相測定装置である。

【0015】第五の本発明(請求項5に対応)は、前記算出される最も周波数の低い信号成分の位相のずれ量とは、前記算出された周波数の2番目に低い信号成分の瞬時位相と前記算出された周波数の2番目に高い信号成分の瞬時位相とが等しいときの、前記算出される最も周波数の低い信号成分の瞬時位相と前記算出された周波数の2番目に低い信号成分の瞬時位相との差であり、前記算出される最も周波数の高い信号成分の位相のずれ量とは、前記算出された周波数の2番目に低い信号成分の瞬時位相と前記算出された周波数の2番目に高い信号成分の瞬時位相とが等しいときの、前記算出される最も周波数の高い信号成分の瞬時位相と前記算出された周波数の2番目に高い信号成分の瞬時位相との差である第四の本発明の歪み位相測定装置である。

【0016】第六の本発明(請求項6に対応)は、前記歪み成分を有するデジタル信号を生成するために、前記外部から入力される入力信号の有する信号成分の周波数をあらかじめそれぞれダウンコンバートするダウンコンバータを備えた第二の本発明の歪み位相測定装置である。

【0017】第七の本発明(請求項7に対応)は、前記外部から入力される入力信号の有する信号成分の經由する経路の群遅延時間差をそれぞれ補正するためのトレーニングを行うトレーニング手段を備えた第六の本発明の歪み位相測定装置である。

【0018】第八の本発明(請求項8に対応)は、歪み成分を有するデジタル信号に対してフーリエ変換を利用した変換を行うための変換手段と、前記変換の結果に基づいて前記歪み成分の位相のずれ量を算出するための算出手段とを備えた歪み位相測定装置において前記変換が行われるデジタル信号を、外部から入力される歪み成分を有する入力信号の時間領域の波形をアナログ信号として検波し、そのアナログ信号をアナログ/デジタル変換することによって生成するために、前記外部から入力さ

れる入力信号の有する信号成分の周波数をあらかじめそれぞれダウンコンバートするダウンコンバータである。

【0019】第九の本発明(請求項9に対応)は、第一から第四のミキサ回路と、前記第一から第四のミキサ回路からの信号入力をそれぞれ行う第一から第四のバンドパスフィルタとを備え、前記外部から入力される歪み成分を有する入力信号は、周波数間隔の等しい4つの信号成分を有し、前記4つの信号成分の内、(1)最も周波数の低い信号成分は、前記第一のミキサ回路でダウンコンバートされた後、前記第一のバンドパスフィルタで濾波され、(2)2番目に周波数の低い信号成分は、前記第二のミキサ回路でダウンコンバートされた後、前記第二のバンドパスフィルタで濾波され、(3)2番目に周波数の高い信号成分は、前記第三のミキサ回路でダウンコンバートされた後、前記第三のバンドパスフィルタで濾波され、(4)最も周波数の高い信号成分は、前記第四のミキサ回路でダウンコンバートされた後、前記第四のバンドパスフィルタで濾波される第八の本発明のダウンコンバータである。

【0020】第十の本発明(請求項10に対応)は、第一から第四のバンドパスフィルタと、前記第一から第四のバンドパスフィルタからの信号入力をそれぞれ行う第一から第四のミキサ回路と、前記第一から第四のミキサ回路からの信号入力をそれぞれ行う第五から第八のバンドパスフィルタとを備え、前記外部から入力される歪み成分を有する入力信号は、周波数間隔の等しい4つの信号成分を有し、前記4つの信号成分の内、(1)最も周波数の低い信号成分は、前記第一のバンドパスフィルタで濾波された後、前記第一のミキサ回路でダウンコンバートされ、前記第五のバンドパスフィルタで不要波を除去され、(2)2番目に周波数の低い信号成分は、前記第二のバンドパスフィルタで濾波された後、前記第二のミキサ回路でダウンコンバートされ、前記第六のバンドパスフィルタで不要波を除去され、(3)2番目に周波数の高い信号成分は、前記第三のバンドパスフィルタで濾波された後、前記第三のミキサ回路でダウンコンバートされ、前記第七のバンドパスフィルタで不要波を除去され、(4)最も周波数の高い信号成分は、前記第四のバンドパスフィルタで濾波された後、前記第四のミキサ回路でダウンコンバートされ、前記第八のバンドパスフィルタで不要波を除去される第八の本発明のダウンコンバータである。

【0021】第十一の本発明(請求項11に対応)は、第一から第七の何れかの本発明の歪み位相測定装置を用いた低歪み電力増幅器である。

【0022】第十二の本発明(請求項12に対応)は、第一の本発明の歪み位相測定装置の、歪み成分を有するデジタル信号に対してフーリエ変換を利用した変換を行うための変換手段と、前記変換手段による前記変換の結果に基づいて、前記歪み成分の位相のずれ量を算出する

ための算出手段との全部または一部としてコンピュータを機能させるためのプログラムである。

### 【0023】

【発明の実施の形態】以下では、本発明にかかる実施の形態について、図面を参照しつつ説明を行う。

【0024】（実施の形態1）はじめに、本実施の形態1における歪み位相測定装置の構成図である図1を参照しながら、本実施の形態の歪み位相測定装置の構成について説明する。

【0025】本実施の形態の歪み位相測定装置は、信号の時間波形を検波するための時間波形検波手段103と、時間波形検波手段103の出力に接続され、検波された時間波形をアナログ信号からデジタル信号に変換するためのアナログデジタル変換手段104と、アナログデジタル変換手段104の出力に接続され、フーリエ変換により時間領域の波形を周波数領域の波形に変換するための周波数領域変換手段105と、周波数変換手段105の出力に接続され、歪みの位相を計算するための位相計算手段106とを具備している。

【0026】本実施の形態においては、電力増幅器（図示省略）に入力される信号は、異なる周波数 $f_1$ 、 $f_2$ （ $f_1 < f_2$ ）を有するCW2波である。

【0027】ただし、電力増幅器からの出力信号は歪み信号（3次相互変調歪み）を含んだ信号になるので、電力増幅器からの出力信号として歪み位相測定装置に入力される信号は、 $f_1$ 、 $f_2$ 以外に $2f_1 - f_2$ 、 $2f_2 - f_1$ の周波数をもった信号である。すなわち、図1の歪み位相測定装置の入力端子101に入力される信号は、それぞれ周波数 $2f_1 - f_2$ 、 $f_1$ 、 $f_2$ 、 $2f_2 - f_1$ を有する、周波数間隔の等しい4波となる。

【0028】つぎに、本実施の形態の歪み位相測定装置の動作について説明する。

【0029】入力端子101に入力された信号は、時間波形検波手段103で信号検波され、アナログデジタル変換手段104でデジタル信号に変換される。

【0030】このようにして生成されたデジタル信号は、時間領域の波形 $V(t)$ であるが、周波数領域変換手段105で（高速）フーリエ変換を利用して周波数領域の波形に変換され、周波数領域のデータ $\Phi(\omega, t)$ が生成される。なお、 $\Phi(\omega, t)$ は、上述のフーリエ変換によって得られる周波数領域の波形の表す値（複素数値）の偏角部分であるが、角周波数 $\omega$ 、時刻 $t$ における瞬時位相に他ならない。

【0031】そして、位相計算手段106によって、周波数がそれぞれ $f_1$ 、 $f_2$ 、 $2f_1 - f_2$ 、 $2f_2 - f_1$ である信号の各時刻 $t$ での位相を利用して、歪みの位相（すなわち歪み成分の位相のずれ量）が計算される。すなわち、歪みの位相 $\phi_u$ 、 $\phi_w$ は、周波数がそれぞれ $f_1$ 、 $f_2$ 、 $2f_1 - f_2$ 、 $2f_2 - f_1$ である信号の各時刻での位相 $\Phi(\omega_1, t)$ 、 $\Phi(\omega_2, t)$ 、 $\Phi(\omega_1, t)$ 、

$\Phi(2\omega_2 - \omega_1, t)$ によって、次式のように与えられる。

### 【0032】

$$\text{【数2】 } \phi_u = \Phi(\omega_2, t) - 2\Phi(\omega_1, t) + \Phi(2\omega_1 - \omega_2, t)$$

### 【0033】

$$\text{【数3】 } \phi_w = \Phi(\omega_1, t) - 2\Phi(\omega_2, t) + \Phi(2\omega_2 - \omega_1, t)$$

なお、周波数が高い場合には、ダウンコンバート手段203を有する歪み位相測定装置の構成図である図2に示すように、時間波形検波手段203の前に周波数をダウンコンバートするためのダウンコンバート手段203を配置することで精度の高い歪み測定が可能となる。

【0034】ここに、具体的なダウンコンバート手段（ダウンコンバータともいう）の構成としては、ミキサ303～306およびバンドパスフィルタ307～310を有するダウンコンバート手段の構成図である図3、またはバンドパスフィルタ403～406、411～414およびミキサ407～410を有するダウンコンバート手段の構成図である図4に示されているような構成が考えられる。

【0035】そこで、バンドパスフィルタ403～406、411～414およびミキサ407～410を有するダウンコンバート手段（図4参照）を利用した場合について以下説明する。

【0036】バンドパスフィルタ403、411は、前述の4波の内 $2f_1 - f_2$ の周波数成分を通過させ、それ以外の3波を阻止する特性を有する。同様に、バンドパスフィルタ404、412は $f_1$ の周波数成分のみを通過させる特性を有し、バンドパスフィルタ405、413は $f_2$ の周波数成分のみを通過させる特性を有し、バンドパスフィルタ406、414は $2f_2 - f_1$ の周波数成分のみを通過させる特性を有する。

【0037】ミキサ407～410には、同一周波数のLO（Local）信号が入力される。そして、入力端子401に入力された信号のうち、 $2f - f_2$ の周波数成分はミキサ407で、 $f_1$ の周波数成分はミキサ408で、 $f_2$ の周波数成分はミキサ409で、 $2f_2 - f_1$ の周波数成分はミキサ410で、それぞれ選択的にダウンコンバートされたのち合成され、出力端子302から出力される。

【0038】このように周波数ごとにダウンコンバートすることによって、信号が広帯域な場合にもダウンコンバートが可能となるが、図3に示されているような、ミキサ303～306の前段に配するバンドパスフィルタを省略した構成も可能である。

【0039】なお、上述のダウンコンバートによって歪みの位相 $\phi_u$ 、 $\phi_w$ 自体が変化することはないが、各信号経路の群遅延が異なる場合には、計算時に補正を行わなければならない。そこで、予め各経路の群遅延を測定

するようなトレーニングを行うためのトレーニング手段を具備し、そのようなトレーニングを行うことでより精度の高い歪み測定が可能となる。

【0040】また、ここでは3次相互変調歪みを例に説明したが、たとえば5次相互変調歪みについても同様の回路構成で測定が可能である。

【0041】（実施の形態2）つぎに、本実施の形態2における低歪み電力増幅器の構成図である図5を参照しながら、本実施の形態の低歪み電力増幅器の構成および動作について説明する。

【0042】なお、歪み位相測定装置505としては、前述の本実施の形態1の歪み位相測定装置を利用する。

【0043】入力端子501に入力された信号は、前置歪み補償回路503により信号を予め歪ませた後、電力増幅器504に入力される。ただし、予め歪ませられた信号の内の一部は、歪み位相測定装置505に入力される。

【0044】電力増幅器504に入力された信号は、そこで増幅され、その一部は歪み位相測定装置505および歪み振幅測定手段506に入力され、それ以外は出力端子502から出力される。

【0045】歪み位相測定装置505および歪み振幅測定手段506の出力は、制御手段507に入力され、制御手段507は、電力増幅器504から発生する歪みが最小となるように前置歪み補償回路503を制御する。

【0046】より具体的には、歪み位相測定装置505、歪み振幅測定手段506で得られた歪み信号と同振幅、逆位相の歪みを前置歪み補償回路503で加えるように制御する。このような制御を行うことにより、出力端子502から出力される信号の歪みが高速に最小の歪みとなるように、前置歪み補償回路503を制御することができる。

【0047】（実施の形態3）つぎに、本実施の形態3における低歪み電力増幅器の構成図である図6を参照しながら、本実施の形態の低歪み電力増幅器の構成および動作について説明する。

【0048】なお、歪み位相測定装置614としては、前述の本実施の形態1の歪み位相測定装置を利用する。

【0049】入力端子601に入力された信号は、分配回路603で分配され、一方はベクトル調整回路604を経て電力増幅器605において増幅され、他方は遅延回路606に入力される。

【0050】電力増幅器605の出力は、分配回路607で分配され、一方は遅延回路609に入力され、他方は遅延回路606の出力と合成回路608において合成され、歪み成分のみを抽出される。

【0051】抽出された歪み信号は、ベクトル調整回路610を経て電力増幅器611で増幅され、遅延回路609の出力と612合成回路612において合成される。

【0052】このとき、ベクトル調整回路610を制御することにより、歪み信号を同振幅、逆位相とすることにより、遅延回路609の出力に含まれていた歪み成分は抑圧され、合成回路613からの出力は歪みの抑圧された信号となる。

【0053】しかしながら、合成回路612に入力される歪み信号が同位相、逆位相の条件でなくなると、歪みの抑圧量が劣化する。

【0054】そこで、合成回路612の出力の一部を分配回路613により歪み位相測定装置614および歪み振幅測定手段615に入力し、前述の本実施の形態1、2において説明されたようにして歪み位相および歪み振幅の測定を行う。

【0055】その測定結果は、制御手段616に入力され、制御手段616は、入力された測定結果に基づいて、合成回路612から発生する歪みが最小となるようにベクトル調整回路610を制御する。

【0056】より具体的には、ベクトル調整回路610を調整することで、歪み位相測定装置614、歪み振幅測定手段616で得られた歪み信号と同振幅、逆位相の歪みを合成回路612の入力に加えるような制御を行う。

【0057】かくして、出力端子602から出力される信号の歪みが高速に最小の歪みとなるように、ベクトル調整回路610を制御することができる。

【0058】このように、本発明の歪み位相測定装置は、たとえば、信号の時間波形を検波するための時間波形検波手段と、前記時間波形検波手段の出力に接続され、検波された時間波形をアナログ信号からデジタル信号に変換するためのアナログデジタル変換手段と、前記アナログデジタル変換手段の出力に接続され、フーリエ変換により時間領域の波形を周波数領域の波形に変換するための周波数領域変換手段と、前記周波数変換手段の出力に接続され、歪みの位相を計算するための位相計算手段とを具備したことを特徴とし、高周波側に発生する歪みと低周波側に発生する歪みの大きさや位相が異なるような場合でも、歪みの位相が測定可能である。

【0059】また、本発明の歪み位相測定装置は、たとえば、信号の周波数をダウンコンバートするためのダウンコンバート手段と、前記ダウンコンバート手段の出力に接続された、信号の時間波形を検波するための時間波形検波手段と、前記時間波形検波手段の出力に接続され、検波された時間波形をアナログ信号からデジタル信号に変換するためのアナログデジタル変換手段と、前記アナログデジタル変換手段の出力に接続され、フーリエ変換により時間領域の波形を周波数領域の波形に変換するための周波数領域変換手段と、前記周波数変換手段の出力に接続され、歪みの位相を計算するための位相計算手段とを具備したことを特徴とし、信号の周波数が高くアナログデジタル変換が困難な場合、特に有効である。

【0060】また、本発明のダウンコンバータは、たとえば、入力端子と、前記入力端子に接続された、第一から第四のミキサ回路と、前記第一から第四のミキサ回路の出力にそれぞれ接続された第一から第四のバンドパスフィルタと、前記第一から第四のバンドパスフィルタに接続された出力端子を具備し、前記入力端子には周波数間隔の等しい4波が入力され、最も周波数の低い信号は第一のミキサ回路でダウンコンバートされた後、第一のバンドパスフィルタで濾波され、2番目に周波数の低い信号は第二のミキサ回路でダウンコンバートされた後、第二のバンドパスフィルタで濾波され、2番目に周波数の高い信号は第三のミキサ回路でダウンコンバートされた後、第三のバンドパスフィルタで濾波され、最も周波数の高い信号は第四のミキサ回路でダウンコンバートされた後、第四のバンドパスフィルタで濾波され、第一から第四のバンドパスフィルタの出力が出力端子に接続されている。

【0061】また、本発明のダウンコンバータは、たとえば、入力端子と、前記入力端子に接続された、第一から第四のバンドパスフィルタと、前記第一から第四のバンドパスフィルタの出力にそれぞれ接続された第一から第四のミキサ回路と、前記第一から第四のミキサ回路の出力にそれぞれ接続された第五から第八のバンドパスフィルタと、前記第五から第八のバンドパスフィルタに接続された出力端子を具備し、前記入力端子には周波数間隔の等しい4波が入力され、最も周波数の低い信号は第一のバンドパスフィルタで濾波された後、第一のミキサ回路でダウンコンバートされ、第五のバンドパスフィルタで不要波を除去し、2番目に周波数の低い信号は第二のバンドパスフィルタで濾波された後、第二のミキサ回路でダウンコンバートされた後、第六のバンドパスフィルタで不要波を除去し、2番目に周波数の高い信号は第三のバンドパスフィルタで濾波された後、第三のミキサ回路でダウンコンバートされた後、第七のバンドパスフィルタで不要波を除去し、最も周波数の高い信号は第四のバンドパスフィルタで濾波された後、第四のミキサ回路でダウンコンバートされた後、第八のバンドパスフィルタで不要波を除去することを特徴とし、これらの構成により、信号が広帯域であってもダウンコンバージョンが可能となる。

【0062】また、本発明の歪み位相測定装置は、たとえば、前記ダウンコンバータが、前述のダウンコンバータであることを特徴とした前述の歪み位相測定装置であり、信号の周波数が高く、帯域が広い場合に有効である。

【0063】また、本発明の歪み位相測定装置は、たとえば、トレーニングを行うことによって、各経路の群遅延時間差を補正する機能を有したことを特徴とする前述の歪み位相測定装置であり、各経路の群遅延時間が異なる場合、その差を検出し補正を行う。その結果、各経路

の群遅延時間が異なる場合も、精度を高く歪みの位相を測定可能である。

【0064】また、本発明の歪み位相測定装置は、たとえば、時間波形検波手段に入力される信号が周波数間隔の等しい4波であって、最も周波数の低い信号と、最も周波数の高い信号の位相が、周波数が2番目に低い周波数の信号の位相と、周波数の2番目に高い周波数の信号の位相とが等しくなったときの位相との差で定義されるとき、前記位相計算手段の計算方法が、最も周波数の低い信号の位相は、ある時刻の、最も周波数の低い信号の瞬時位相と周波数の2番目に高い周波数の瞬時位相との和から、周波数の2番目に低い周波数の瞬時位相の2倍を引いた値で求め、最も周波数の高い信号の位相は、ある時刻の、最も周波数の高い信号の瞬時位相と周波数の2番目に低い周波数の瞬時位相との和から、周波数の2番目に高い周波数の瞬時位相の2倍を引いた値で求めることを特徴とする前述の歪み位相測定装置である。

【0065】また、本発明の低歪み電力増幅器は、たとえば、前置歪み補償回路と、前記前置歪み補償回路の出力に接続された電力増幅器と、前記電力増幅器の出力に接続された前述の歪み位相測定装置と、前記電力増幅器の出力に接続された歪みの振幅を測定するための、歪み振幅測定手段と、制御手段とを具備し、前記歪み位相測定装置からの出力信号は前記制御手段の入力され、前記歪み振幅測定手段からの出力信号は前記制御手段に入力され、前記制御手段は前記歪み位相測定装置と前記歪み振幅制御手段の測定結果を元に、前記電力増幅器から出力される信号の歪みが小さくなるように前記前置歪み補償回路を制御することを特徴としたものであり、高効率、低歪みな電力増幅器を実現できる。

【0066】また、本発明の低歪み電力増幅器は、たとえば、前置歪み補償回路と、前記前置歪み補償回路の出力に接続された電力増幅器を備えた、低歪み電力増幅器であって、前記電力増幅器の歪みの位相を前述の歪み位相測定装置を用いて測定し、これと逆位相となるよう前記前置歪み補償回路の歪みの位相を前述の歪み位相測定装置を用いて調整しておくことにより、高効率かつ低歪みな電力増幅器を容易に実現できる。

【0067】また、本発明の低歪み電力増幅器は、たとえば、第一の分配回路と、前記第一の分配回路の一方の出力に接続された、信号の振幅、位相を制御するための第一のベクトル調整回路と、前記第一のベクトル調整回路の出力に接続された第一の電力増幅器と、前記第一の電力増幅器に接続された第二の分配回路と、前記第一の分配回路の他方の出力に接続された第一の遅延回路と、前記第一の遅延回路に第一の入力が接続された第一の合成回路と、前記第二の分配回路の一方の出力と、前記第一の合成回路の他方の入力とは接続され、前記第二の分配回路の他方の出力に接続された第二の遅延回路と、前記第二の遅延回路の出力に、一方の入力が接続された第

二の合成回路と、前記第一の合成回路の出力に接続された第二のベクトル調整回路と、前記第二のベクトル調整回路に接続された第二の電力増幅器と、前記第二の遅延回路の出力に一方の入力が接続され、前記第二の電力増幅器の出力は前記第二の合成回路の他方の出力端子に接続されたフィードフォワード増幅器と、前記フィードフォワード増幅器の出力に接続された第三の分配回路と、前記第三の分配回路の一方の出力に接続された前述の歪み位相測定装置と、前記第三の分配回路の一方の出力に接続された歪みの振幅を測定するための、歪み振幅測定手段と、制御手段とを具備し、前記歪み位相測定装置からの出力信号は前記制御手段の入力され、前記歪み振幅測定手段からの出力信号は前記制御手段に入力され、前記制御手段は前記歪み位相測定装置と前記歪み振幅制御手段の測定結果を元に、前記第二の合成回路から出力される信号の歪みが小さくなるように前記第二のベクトル調整回路を制御することを特徴としたものであり、フィードフォワード増幅器において、高速に歪み抑圧最大の特性が得られる。

【0068】なお、本発明の変換手段は、上述された本実施の形態においては、周波数領域変換手段105であった。しかし、これに限らず、本発明の変換手段は、要するに、歪み成分を有するデジタル信号に対してフーリエ変換を利用した変換を行うための手段であればよい。

【0069】また、本発明のデジタル信号は、上述された本実施の形態においては、外部から入力される歪み成分を有する入力信号の時間領域の波形が時間波形検波手段103によってアナログ信号として検波され、そのアナログ信号がアナログデジタル変換手段104によってアナログ/デジタル変換されたデジタル信号であった。しかし、これに限らず、本発明のデジタル信号は、要するに、歪み成分を有するデジタル信号であればよい。したがって、時間波形検波手段103および/またはアナログデジタル変換手段104は、歪み位相測定装置とは別個に設けられていてもよい。

【0070】また、本発明の入力信号は、上述された本実施の形態においては、最も周波数の低い信号成分および最も周波数の高い信号成分が歪み成分であるような、周波数間隔の等しい4つの信号成分を有する入力信号であった。しかし、これに限らず、本発明の入力信号は、要するに、外部から入力される任意個数の信号成分を有する入力信号であってよい。たとえば、周波数 $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$  ( $f_1 < f_2 < f_3$ ) の三つの信号成分を有する信号が電力増幅器などで増幅されることによって生成された、周波数 $f_1$  ( $< f_1$ ) の歪み成分および周波数 $f_1$  ( $> f_3$ ) の歪み成分の加わった電力増幅器からの出力信号が、本発明の歪み位相測定装置に入力信号として入力される場合が考えられるが、このような場合にも、これら歪み成分の位相のずれ量が上述のようにして測定され得ることは、いうまでもない。

【0071】また、本発明の歪み成分は、上述された本実施の形態においては、3次相互変調歪みであった。しかし、これに限らず、本発明の歪み成分は、たとえば5次相互変調歪みや7次相互変調歪みなどであってもよい。なお、たとえば上述の本実施の形態の場合と同様に、周波数 $f_1$ 、 $f_2$  ( $f_1 < f_2$ ) の二つの信号成分を有する信号が電力増幅器などで増幅される場合、5次相互変調歪みは、3次相互変調歪みよりも外側の周波数 $3f_1 - 2f_2$ 、 $3f_2 - 2f_1$ に現れる。そして、それらの歪み成分の位相のずれ量 $\phi_{SL}$ 、 $\phi_{SH}$ は、

【0072】

【数4】  $\phi_{SL} = 2\Phi(\omega_2, t) - 3\Phi(\omega_1, t) + \Phi(3\omega_1 - 2\omega_2, t)$

【0073】

【数5】  $\phi_{SH} = 2\Phi(\omega_1, t) - 3\Phi(\omega_2, t) + \Phi(3\omega_2 - 2\omega_1, t)$

と算出される。

【0074】また、本発明の算出手段は、上述された本実施の形態においては、位相計算手段106であった。しかし、これに限らず、本発明の算出手段は、要するに、本発明の変換手段による変換の結果に基づいて、本発明の歪み成分の位相のずれ量を算出するための手段であればよい。

【0075】本発明は、上述した本発明の歪み位相測定装置、ダウンコンバータ、および低歪み電力増幅器の全部または一部の手段（または、装置、素子、回路、部など）の機能をコンピュータにより実行させるためのプログラムであって、コンピュータと協働して動作するプログラムである。

【0076】なお、本発明の歪み位相測定装置、ダウンコンバータ、および低歪み電力増幅器の一部の手段（または、装置、素子、回路、部など）は、それらの複数の手段の幾つかの手段を意味する、あるいは一つの手段の内の一部の機能を意味するものである。

【0077】また、本発明の歪み位相測定装置、ダウンコンバータ、および低歪み電力増幅器の一部の装置（または、素子、回路、部など）は、それら複数の装置の内の幾つかの装置を意味する、あるいは一つの装置の内の一部の手段（または、素子、回路、部など）を意味する、あるいは一つの手段の内の一部の機能を意味するものである。

【0078】また、本発明のプログラムを記録した、コンピュータに読みとり可能な記録媒体も本発明に含まれる。また、本発明のプログラムの一利用形態は、コンピュータにより読み取り可能な記録媒体に記録され、コンピュータと協働して動作する態様であっても良い。また、本発明のプログラムの一利用形態は、伝送媒体中を伝送し、コンピュータにより読みとられ、コンピュータと協働して動作する態様であっても良い。また、記録媒体としては、ROM等が含まれ、伝送媒体としては、イ



ンターネット等の伝送媒体、光・電波・音波等が含まれる。

【0079】なお、本発明の構成は、ソフトウェア的に実現しても良いし、ハードウェア的に実現しても良い。

【0080】

【発明の効果】以上述べたところから明らかなように、本発明は、たとえば、歪み成分の大きさがそれぞれ異なる場合にも、それら歪み成分の位相のずれ量を精度よく測定できるという長所を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1における歪み位相測定装置の構成図

【図2】本発明の実施の形態1における、ダウンコンバート手段203を有する歪み位相測定装置の構成図

【図3】本発明の実施の形態1における、ミキサ303～306およびバンドパスフィルタ307～310を有するダウンコンバート手段の構成図

【図4】本発明の実施の形態1における、バンドパスフィルタ403～406、411～414およびミキサ407～410を有するダウンコンバート手段の構成図

【図5】本発明の実施の形態2における低歪み電力増幅器の構成図

【図6】本発明の実施の形態3における低歪み電力増幅器の構成図

【図7】従来の歪み位相測定装置の構成図

【符号の説明】

- 101 入力端子
- 102 出力端子
- 103 時間波形検波手段
- 104 アナログデジタル変換手段
- 105 周波数領域変換手段
- 106 位相計算手段
- 201 入力端子
- 202 出力端子
- 203 ダウンコンバート手段
- 204 時間波形検波手段

\*

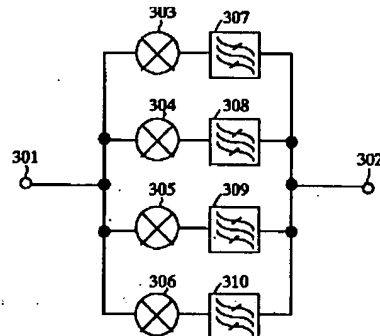
- \* 205 アナログデジタル変換手段
- 206 周波数領域変換手段
- 207 位相計算手段
- 301 入力端子
- 302 出力端子
- 303、304、305、306 ミキサ
- 307、308、309、310 バンドパスフィルタ
- 401 入力端子
- 402 出力端子
- 403、404、405、406、411、412、413、414 バンドパスフィルタ
- 407、408、409、410 ミキサ
- 501 入力端子
- 502 出力端子
- 503 前置歪み補償回路
- 504 電力増幅器
- 505、506 歪み位相測定装置
- 507 制御手段
- 601 入力端子
- 602 出力端子
- 603、607、613 分配回路
- 604、610 ベクトル調整回路
- 605、611 電力増幅器
- 606、609 遅延回路
- 608、612 合成回路
- 614 歪み位相測定装置
- 615 歪み振幅測定手段
- 616 制御手段
- 701 入力端子
- 702 出力端子
- 703 分配回路
- 704 電力増幅器
- 705 ベクトル調整回路
- 706 遅延回路
- 707 合成回路

【図1】

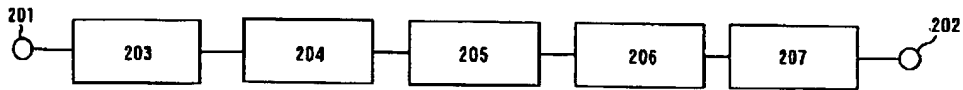


- 101: 入力端子
- 102: 出力端子
- 103: 時間波形検波手段
- 104: アナログデジタル変換手段
- 105: 周波数領域変換手段
- 106: 位相計算手段

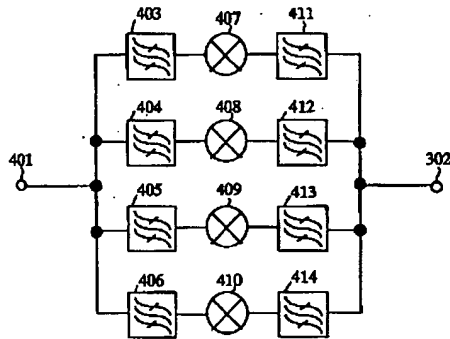
【図3】



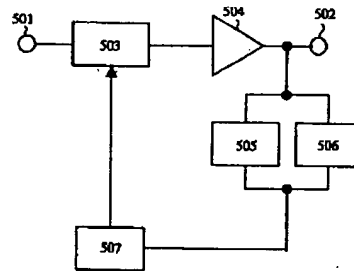
【図2】



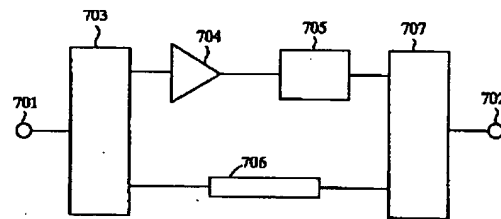
【図4】



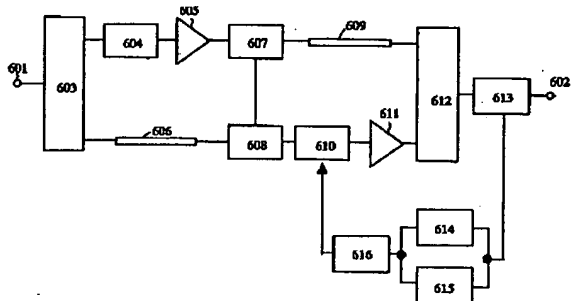
【図5】



【図7】



【図6】



フロントページの続き

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>

H04L 25/02

識別記号

302

FI

H04L 25/02

テーマコード(参考)

302C

(72) 発明者 石田 薫

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

Fターム(参考) 2G030 AA01 AB04 AD08 AG05

5K029 AA01 KK03 KK26